

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-188781

(43)Date of publication of application : 08.07.1994

(51)Int.Cl.

H04B 1/40

(21)Application number : 04-340531

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 21.12.1992

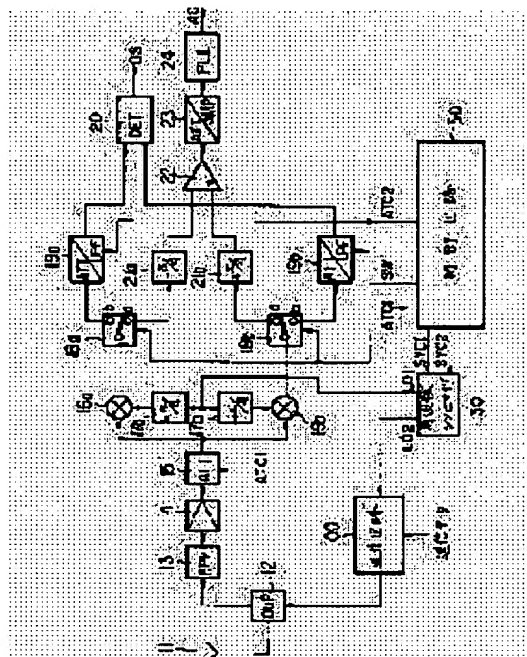
(72)Inventor : TORII KENICHI

(54) DUAL MODE RADIO COMMUNICATION DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To make the circuit constitution of a reception system simple and small in size and reduce the size and weight of the dual mode radio communication device which employs a direct conversion reception system.

CONSTITUTION: In digital mode, mixers 16a and 16b which impose quadrature demodulation on a $\pi/4$ QPSK modulated wave are used in common as circuits which convert analog FM-modulated waves into reception base band signals. In analog mode, a transmission channel frequency signal LO2 is supplied as a reception local oscillation signal LO1 to the mixers 16a and 16b, from which reception intermediate frequency signals of the FM-modulated wave are obtained. The reception intermediate frequency signals are shifted in phase by phase shifters 21a and 21b and subtracted from each other by a subtracter 22 to obtain an analog reception intermediate frequency signal, which is supplied to a phase synchronizing circuit 24 to obtain an FM-detected signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-188781

(43)公開日 平成6年(1994)7月8日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 B 1/40

識別記号

庁内整理番号

8948-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数2(全 11 頁)

(21)出願番号 特願平4-340531

(22)出願日 平成4年(1992)12月21日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 鳥居 憲一

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株

式会社東芝日野工場内

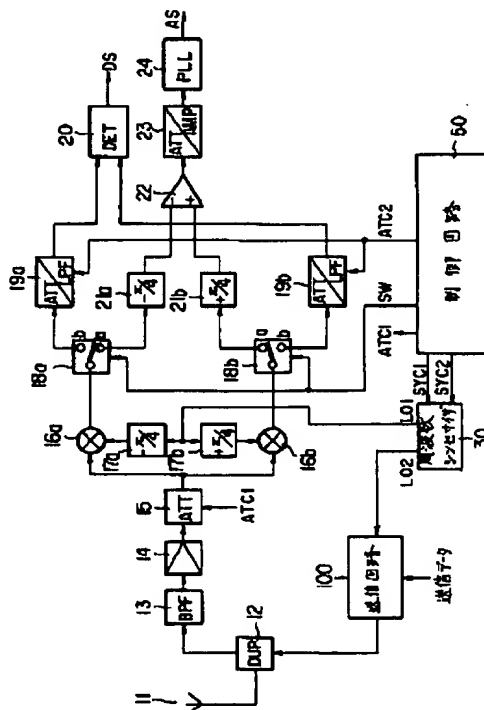
(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

(54)【発明の名称】 デュアルモード無線通信装置

(57)【要約】

【目的】 ダイレクトコンバージョン受信方式を採用したデュアルモード無線通信装置において、受信系の回路構成を簡単小形化して装置の小形軽量化を可能とする。

【構成】 デジタルモードにおいて $\pi/4$ QPSK変調波を直交復調するためのミキサ16a、16bを、アナログFM変調波を受信ベースバンド信号に変換する回路として共用し、かつアナログモード時に上記ミキサ16a、16b対し送信チャネル周波信号LO2を受信局部発振信号LO1として供給して、ミキサ16a、16bから上記FM変調波の受信中間周波信号を得、この受信中間周波信号を移相器21a、21bで移相し減算器22で相互に減算することによりアナログ受信中間周波信号を得て、この信号を位相同期回路24に供給することによりFM検波された信号を得るようにしている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 アナログ変復調方式による通信機能とデジタル変復調方式による通信機能とを備えたデュアルモード無線通信装置において、無線搬送波を受信して受信無線搬送波信号を出力するための無線搬送波受信手段と、前記無線搬送波と周波数が等しい第1の局部発振信号、および前記無線搬送波と周波数が所定の中間周波数だけ異なる第2の局部発振信号を選択的に発生する機能を有した局部発振手段と、

前記高周波回路から出力された受信無線搬送波信号を前記局部発振手段から発生された局部発振信号とミキシングして直交変換するための直交変換手段と、

前記デジタル変復調方式により通信を行なっている状態では、前記局部発振手段から第1の局部発振信号を発生させて前記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段を直交復調器として動作させてデジタル復調ベースバンド信号を発生させ、一方前記アナログ変復調方式により通信を行なっている状態では、前記局部発振手段から第2の局部発振信号を発生させて前記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段をイメージキャンセリングミキサとして動作させてアナログ受信中間周波信号を発生させるための制御手段とを具備したことを特徴とするデュアルモード無線通信装置。

【請求項2】 局部発振手段は、受信チャネルの無線搬送波と周波数が等しい受信局部発振信号、および送信チャネルの無線搬送波と周波数が等しい送信局部発振信号を選択的に発生する回路を有し、

かつ制御手段は、デジタル変復調方式により通信を行なっている状態では前記受信局部発振信号を前記直交変換手段に供給し、アナログ変復調方式により通信を行なっている状態では前記送信局部発振信号を前記直交変換手段に供給することを特徴とする請求項1に記載のデュアルモード無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、例えば自動車電話装置や携帯電話機、コードレス電話機などの移動無線通信装置に係わり、特にアナログ変調方式による無線通信機能とデジタル変調方式による無線通信機能とを備えたデュアルモードタイプの装置で、かつ受信方式としてダイレクトコンバージョン方式を採用したデュアルモード無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来の移動無線通信装置では、受信方式として主としてシングルまたはダブルスーパーヘテロダイン方式が使用されている。しかし、これらの受信方式を使用した装置には、中間周波用の局部発振器やミキサ、増幅器、フィルタなどが必要であり、装置の小形化の妨げになっていた。

【0003】 そこで最近では、アンテナで受信された無線搬送波信号をその周波数とほぼ同一の局部発振周波数とミキシングすることにより受信ベースバンド信号を再生する、いわゆるダイレクトコンバージョン方式を採用した装置が提案されている。この種の受信方式であれば、中間周波用の各回路が不要になるので、その分受信系の回路構成を簡単化でき、延いては装置の小形化を実現することができる。

【0004】 一方、近年移動無線通信システムの一つとして、デュアルモードの無線通信方式を採用したシステムが提唱されている。デュアルモードとは、アナログモードとデジタルモードとを併用した方式のことである。アナログモードは、送信側の通信装置において音声信号およびデータにより搬送波を例えばFM変調して送信し、受信側の通信装置において送信側から送られた被変調波を受信してFM復調することにより音声およびデータを再生する方式である。これに対しデジタルモードは、送信側の通信装置において、音声信号およびデータを符号化して送信データビットストリームを生成し、このビットストリームにより無線搬送波を例えば $\pi/4$ シフトQPSK ($\pi/4$ Shifted, quadrature phase shift keying) 方式によりデジタル変調して送信し、受信側の通信装置において、上記送信側の装置から送られた被変調波を受信してデジタル復調したのち、この復調信号を復号することにより音声信号およびデータを再生する方式である。

【0005】 この種のシステムで使用される従来の無線通信装置では、上記アナログモードとデジタルモードの両方に対応するために、一般にアナログモード用の受信系とデジタルモード用の受信系とがほぼ独立して設けられている。このため、無線通信装置の回路構成は複雑で大きなものとなり、これが装置の小形化の妨げになっている。

【0006】 そこで、最近ではこのようなデュアルモードの無線通信装置において、アナログモードの受信系とデジタルモードの受信系とを一部共用化し、かつ受信方式として上記ダイレクトコンバージョン方式を採用した装置が提唱されている。この種の装置は、例えば特開昭59-196629号公報に示されるように、受信された無線搬送波信号を直接直交復調器に入力し、この直交復調器において上記受信無線搬送波信号を局部発振信号とミキシングすることにより直交復調された受信ベースバンド信号を得ている。そして、アナログFM復調信号を得る場合には、上記直交復調された受信ベースバンド信号を別の局部発振信号とミキシングすることにより再変調して中間周波信号を作成し、この中間周波信号の実部成分および虚部成分を相互に加算合成したのち周波数弁別器に入力してFM復調された信号を得るように構成されている。このような構成であれば、デジタル受信

回路をアナログ受信系の周波数変換部と共用することができ、しかもディジタル受信回路にダイレクトコンバージョン方式を使用しているので、ディジタル受信回路とアナログ受信回路とをほぼ独立に構成した場合に比べて、受信系の回路構成を簡単小形化することができる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】ところが、このような従来の構成では、アナログFM復調を行なうために、直交復調された受信ベースバンド信号を再変調して一旦中間周波信号に変換し、この中間周波信号を周波数弁別器に入力しなければならない。このため、上記再変調のために別途局部発振器およびミキサを設けなければならず、この結果回路構成は依然として複雑で大形になるという問題点があった。

【0008】本発明は上記事情に着目してなされたもので、その目的とするところは、受信ベースバンド信号の再変調を不要とし、これにより受信系の回路構成を簡単小形化して装置のより一層の小形軽量化を実現するデュアルモード無線通信装置を提供することである。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明は、アナログ変復調方式による通信機能とディジタル変復調方式による通信機能とを備えたデュアルモード無線通信装置において、無線搬送波と周波数が等しい第1の局部発振信号、および無線搬送波と周波数が所定の中間周波数だけ異なる第2の局部発振信号を選択的に発生する局部発振手段を備え、とともに、受信無線搬送波信号を上記局部発振手段から発生された局部発振信号とミキシングして直交変換するための直交変換手段を備え、さらに制御手段を備えている。そして、この制御手段により、ディジタル変復調方式により通信を行なっている状態では、上記局部発振手段から第1の局部発振信号を発生させて上記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段を直交復調器として動作させてディジタル復調ベースバンド信号を発生させ、一方アナログ変復調方式により通信を行なっている状態では、上記局部発振手段から第2の局部発振信号を発生させて上記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段をイメージキャンセリングミキサとして動作させてアナログ受信中間周波信号を発生させるようにしたものである。

【0010】また本発明は、局部発振手段により、受信チャンネルの無線搬送波と周波数が等しい受信局部発振信号、および送信チャンネルの無線搬送波と周波数が等しい送信局部発振信号を選択的に発生し、かつ制御手段により、ディジタル変復調方式により通信を行なっている状態では上記受信局部発振信号を上記直交変換手段に供給し、アナログ変復調方式により通信を行なっている状態では上記送信局部発振信号を上記直交変換手段に供給することも特徴とする。

【0011】

【作用】この結果本発明によれば、局部発振手段において、無線搬送波と周波数が等しい第1の局部発振信号、および無線搬送波と周波数が所定の中間周波数だけ異なる第2の局部発振信号がそれぞれ発生される。そして、ディジタルモードのときには第1の局部発振信号が直交変換手段に供給されて、これによりディジタル変調波の直交復調が行なわれる。一方、アナログモードのときには、第2の局部発振信号が上記直交変換手段に供給されて、これによりアナログ変調波は受信中間周波信号に変換される。すなわち、直交変換手段はディジタル変調波の復調用およびアナログ変調波の周波数変換用として共用され、しかもこの直交変換手段においてアナログ変調波は中間周波信号に変換されることになる。このため、直交変換手段により得られた中間周波信号からそのままアナログ検波信号を再生することが可能となり、従来のように直交変換後のアナログベースバンド信号を再変調して中間周波信号に戻す必要はなくなる。したがって、受信系の回路構成は簡単小形化され、これにより装置のより一層の小形化が可能となる。また、アナログモードのときに、直交変換手段はイメージキャンセリングミキサとして動作するため、イメージ抑圧用に特性の優れた帯域通過フィルタを別途設けなくても、受信系全体として十分なイメージ抑圧度を確保することが可能となる。

【0012】さらに、第2の局部発振信号として既存の送信局部発振信号を使用しているため、第2の局部発振信号を得るために新たな局部発振器を設ける必要がない。このため、装置の回路構成はさらに簡単小形化される。

【0013】

【実施例】以下図面を参照して本発明の実施例を説明する。図1は、本発明の一実施例に係わるデュアルモード無線通信装置の受信系の構成を示す回路ブロック図である。

【0014】同図において、アンテナ11で受信された無線搬送波信号は、アンテナ共用器(DUP)12を介して帯域通過フィルタ(BPF)13に入力され、このBPF13で余分な帯域成分が除去されたのち、低雑音増幅器14で増幅されかつ可変減衰器(ATT)15でレベルが調整される。この可変減衰器15の減衰量は、制御回路50から出力される制御信号ATC1により設定される。この可変減衰器15から出力された無線高周波信号は、二分岐されてミキサ16a、16bの一方の入力端子に入力される。ミキサ16a、16bの他方の入力端子には、局部発振用の周波数シンセサイザ30から出力された局部発振信号LO1を $-\pi/4$ 移相器17aおよび $+\pi/4$ 移相器17bによりそれぞれ移相した局部発振信号が供給される。各ミキサ16a、16bは、各々上記無線搬送波信号と上記移相された局部発振信号とをミキシングし、これにより受信ベースバンド信

5

号を含む信号を出力する。切替スイッチ18a、18bは、制御回路50から出力される切替制御信号SWに従って、アナログモードのときには接点a側に、デジタルモードのときには接点b側にそれぞれ切替わる。

【0015】上記切替スイッチ18a、18bの一方の接点bにはそれぞれ可変減衰器付低域通過フィルタ(ATT/LPF)19a、19bが接続されている。これらの可変減衰器付低域通過フィルタ19a、19bでは、それぞれ上記ミキサ16a、16bから出力された受信ベースバンド信号からデジタルベースバンド信号が取り出され、これらのデジタルベースバンド信号は遅延検波器(DET)20に入力される。遅延検波器20では、上記デジタルベースバンド信号のしきい値判定が行なわれ、波形整形されたデジタル復調信号DSが出力される。なお、上記可変減衰器付低域通過フィルタ19a、19bの減衰量は、制御回路50から出力される制御信号ATC2により設定される。

【0016】すなわち、デジタルモードにおいては、上記ミキサ16a、16b、移相器17a、17b、可変減衰器付低域通過フィルタ19a、19bにより、直交復調器が構成される。

【0017】一方、上記切替スイッチ18a、18bの他方の接点aにはそれぞれ $-\pi/4$ 移相器21a、 $+\pi/4$ 移相器21bが接続されている。これらの移相器21a、21bでは、上記ミキサ16a、16bから出力された受信ベースバンド信号の移相処理が行なわれる。これらの移相器21a、21bから出力された受信ベースバンド信号は、減算器22に入力されて相互に減算される。この減算器22から出力されたアナログベースバンド信号は、可変減衰器付増幅器(ATT/AMP)23に入力される。可変減衰器付増幅器23は、上記減算器22から出力されたアナログベースバンド信号を波形が歪まない範囲で増幅し、位相同期回路(PLL)24に供給する。

【0018】位相同期回路24は、FM検波器およびチャネル選択フィルタとして動作するもので、例えば図2に示すごとく周波数位相比较器(PD)241と、ループフィルタ242と、電圧制御発振器(VCO)243とから構成される。周波数位相比较器241は、可変減衰器付増幅器23から出力されたアナログベースバンド信号の周波数位相と、VCO243の発振出力の周波数位相とを比較して、その差を表わす信号を出力する。ループフィルタ242は、上記周波数位相比较器241から出力された信号を基に、上記周波数位相の差に相当するアナログ電圧信号を出力する。このアナログ電圧信号はアナログFM検波信号ASとしてスピーカを含む後段の回路に供給される。

【0019】すなわち、アナログモードにおいては、上記ミキサ16a、16b、局部発振用の移相器17a、17b、移相器21a、21bおよび減算器22によ

6

り、イメージキャンセリングミキサが構成される。

【0020】ところで、局部発振信号を発生する周波数シンセサイザ30は次のように構成される。図4はその構成を示す回路ブロック図である。同図において、送信電圧制御発振器(VCO_T)31および受信電圧制御発振器(VCO_R)32を備えている。これらのVCO_T31およびVCO_R32から出力された送信チャネル周波信号および受信チャネル周波信号は、それぞれアンドゲート33、34に入力される。これらのアンドゲート33、34は、制御回路50から出力される送受切替制御信号SY2に従って、デジタルモードの送信スロット期間およびアナログモードが設定されている全期間にはアンドゲート33がゲート開状態となり、一方デジタルモードの受信スロット期間にはアンドゲート34がゲート開状態となる。アンドゲート33を通過した送信チャネル周波信号は、デジタルモードの送信期間には送信用の局部発振信号LO2として送信回路100に供給され、またアナログモードの場合にはオアゲート35を介して受信用の局部発振信号LO1として受信系の移相器17a、17bに供給される。一方アンドゲート34を通過した受信チャネル周波信号は、オアゲート35を介して受信用の局部発振信号LO1として受信系の移相器17a、17bに供給される。

【0021】上記オアゲート35を通過した送信チャネル周波信号および受信チャネル周波信号は、モジュラスプリスケラ36およびプログラブルカウンタ37をそれぞれ介して位相比較器(PD)38に入力される。この位相比較器38では、上記プログラブルカウンタ37から出力された周波数信号と、基準水晶発振器40から発生された基準周波信号を分周器41で分周した信号との位相差が検出される。ループフィルタ(LF)39では、上記位相比較器38で検出された位相差に相当する直流電圧が発生され、この直流電圧はVCO_T31およびVCO_R32に制御電圧として供給される。

【0022】また、本実施例の周波数シンセサイザ30は、送信チャネルデータ記憶部(CT)42および受信チャネルデータ記憶部(CH_R)43を有している。これらの送信チャネルデータ記憶部42および受信チャネルデータ記憶部43には、それぞれ送信チャネル番号および受信チャネル番号が予め記憶してある。これらの送信チャネル番号および受信チャネル番号は、それぞれ制御回路50から供給されるチャネル指定情報SYC1に従って読み出され、アンドゲート44、45に入力される。これらのアンドゲート44、45は、制御回路50から出力される送受切替制御信号SY2に従って、デジタルモードの送信スロット期間およびアナログモードが設定されている期間にはアンドゲート44がゲート開状態となり、一方デジタルモードの受信スロット期間にはアンドゲート45がゲート開状態となる。アンドゲート44を通過した送信チャネル番号およびアンドゲ

7

ート45を通過した受信チャネル番号は、上記VCO_T 31およびVCO_R 32の発振周波数を設定するための情報としてオアゲート46を介して上記プログラマブルカウンタ37にそれぞれ供給される。

【0023】図5に、上記VCO_T 31およびVCO_R 32の入力制御電圧Vに対する発振周波数 ω の特性を示す。この特性から明らかなように、VCO_T 31およびVCO_R 32からは、同一の入力制御電圧Vにより異なる周波数帯域の送信チャネル周波数 ω_T および受信チャネル周波数 ω_R がそれぞれ発生される。

【0024】次に、以上のように構成された装置の動作を説明する。まずデジタルモードが設定されている場合について述べる。デジタルモードでは、時分割多元接続(TDMA)方式で通信が行なわれるため、例えば図6(a)に示すごとく送信期間と受信期間とが時間的に異なる位置に設定される。したがって制御回路50は、周波数シンセサイザ30に対し、送信期間ではデジタル送信チャネル番号を指定するためのチャネル指定情報SYC1を供給するとともに、“H”レベルの送受切替制御信号SYC2を供給する。このため周波数シンセサイザ30では、アンドゲート44がゲート開状態となり、これにより送信チャネルデータ記憶部42から読み出されたデジタル送信チャネル番号がプログラマブルカウンタ37に供給される。このため、VCO_T からは上記デジタル送信チャネル番号に対応する送信チャネル周波信号が発振出力される。また、上記“H”レベルの送受切替制御信号SYC2によりアンドゲート33がゲート開状態となる。このため、VCO_T から発生された送信チャネル周波信号(周波数 ω_T)がデジタル送信信用局部発振信号LO2として送信回路100に供給され、これにより送信回路100ではデジタル送信動作が行なわれる。

【0025】これに対し受信スロット期間になると、制御回路50は周波数シンセサイザ30に対し、受信チャネル番号を指定するためのチャネル指定情報SYC1を供給するとともに、“L”レベルの送受切替制御信号SYC2を出力する。このため周波数シンセサイザ30では、アンドゲート45がゲート開状態となり、これにより受信チャネルデータ記憶部43から読み出された受信チャネル番号がプログラマブルカウンタ37に供給される。このため、VCO_R からは上記受信チャネル番号に対応する受信チャネル周波信号が発振出力される。また、上記“L”レベルの送受切替制御信号SYC2によりアンドゲート34がゲート開状態となる。このため、VCO_R から発生された受信チャネル周波信号(周波数 ω_R)が、デジタル受信信用の局部発振信号LO1として位相器17a, 17bで移相されたのちミキサ16a, 16bに供給される。

【0026】したがって、アンテナ11で受信されたのち、帯域通過フィルタ13、低雑音増幅器14および可

8

変減衰器15をそれぞれ通過した無線搬送波信号は、上記ミキサ16a, 16bで上記移相された受信信用の局部発振信号LO1とミキシングされ、これにより受信ベースバンド信号に周波数変換される。そして、この受信ベースバンド信号は切替スイッチ18a, 18bに入力される。このとき切替スイッチ18a, 18bは、制御回路50から出力された送受切替制御信号に従って接点b側に切替わっている。このため、上記ミキサ16a, 16bから出力された受信ベースバンド信号は、それぞれ上記切替スイッチ18a, 18bを介して可変減衰器付低域通過フィルタ19a, 19bに入力され、ここでデジタルベースバンド信号が取り出される。すなわち、上記ミキサ16a, 16b、移相器17a, 17bおよび可変減衰器付低域通過フィルタ19a, 19bは直交復調器として動作し、これにより上記受信無線搬送波信号はダイレクトコンバージョン方式により直交復調される。そして、この直交復調により得られたデジタルベースバンド信号は遅延検波器20で遅延検波され、これによりデジタル復調信号DSが得られる。

【0027】次に、アナログモードが設定されている場合の動作について述べる。アナログモードでは、装置は連続送受信状態に設定される。すなわち、アナログモードによる通信要求が発生されると、制御回路50は周波数シンセサイザ30に対し、アナログ送信チャネル番号を指定するためのチャネル指定情報SYC1を供給するとともに、“H”レベルの送受切替制御信号SYC2を固定的に供給する。このため周波数シンセサイザ30では、アンドゲート44がゲート開状態となり、これにより送信チャネルデータ記憶部42から読み出されたアナログ送信チャネル番号がプログラマブルカウンタ37に供給される。このため、VCO_T からは上記アナログ送信チャネル番号に対応する送信チャネル周波信号が発振出力される。また、上記“H”レベルの送受切替制御信号SYC2によりアンドゲート33がゲート開状態となる。このため、VCO_T から発生されたアナログ送信チャネル周波信号(周波数 ω_T)がアナログ送信信用局部発振信号LO2として送信回路100に供給され、これにより送信回路100ではアナログ送信動作が行なわれる。

【0028】また、上記VCO_T から発生されたアナログ送信チャネル周波信号(周波数 ω_T)は、オアゲート35を通過してそのままアナログ受信信用局部発振信号LO1として受信系に供給され、移相器17a, 17bで移相されたのちミキサ16a, 16bに供給される。このため、受信された無線搬送波信号は、ミキサ16a, 16bにおいて上記アナログ送信チャネル周波信号と同一周波数の局部発振信号LO1とミキシングされる。このとき、上記受信無線搬送波信号と局部発振信号LO1とは送受チャネル間の周波数差を有している。このため、上記ミキサ16a, 16bからは上記周波数差に相

当する周波数のアナログ受信中間周波信号が出力される。

【0029】このアナログ受信中間周波信号は、切替スイッチ18a, 18bに入力される。このとき切替スイッチ18a, 18bは、制御回路50からの切替制御信号SWに従って接点a側に切替わっている。このため、上記ミキサ16a, 16bから出力されたアナログ中間周波信号は、切替スイッチ18a, 18bを介して移相器21a, 21bに入力され、ここで移相されたのち減算器22で減算され、これによりアナログ受信ベースバンド信号となる。すなわち、このとき上記ミキサ16a, 16b、移相器17a, 17b、移相器21a, 21bおよび減算器22により、イメージキャンセリングミキサとしての動作が行なわれる。

【0030】このイメージキャンセリングミキサとして

$$\begin{aligned} A \sin \omega_L t &= \cos \{ (\omega_R + \omega_L) t + \theta_{DFM} \} - \cos (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) \\ &+ \cos \{ (\omega_I + \omega_L) t + \theta_{UFM} \} - \cos (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} A \cos \omega_L t &= \sin \{ (\omega_R + \omega_L) t + \theta_{DFM} \} - \sin (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) \\ &+ \sin \{ (\omega_I + \omega_L) t + \theta_{UFM} \} - \sin (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \end{aligned} \quad (2)$$

となる。ただし、 ω_{IF} は受信チャンネル角周波数を ω_R と、局部発振角周波数 ω_L つまり送信チャンネル角周波数を ω_I との差角周波数であり、

$$\omega_{IF} = \omega_R - \omega_I = \omega_I - \omega_I$$

と表わされる。

【0032】また、切替スイッチ18a, 18bは、—

$$- \cos (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) - \cos (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \quad (1)'$$

$$\sin (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) - \sin (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \quad (2)'$$

となる。

【0033】さらに、これらの信号を移相器21a, 2

$$- \cos (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) - \cos (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \quad (1)''$$

$$\cos (\omega_{IF} t + \theta_{DFM}) - \cos (\omega_{IF} t - \theta_{UFM}) \quad (2)''$$

となる。したがって、減算器22の出力信号は、(2)''

$$2 \cos (\omega_{IF} t + \theta_{DFM})$$

となる。

【0034】(3)式から明らかなように、減算器22から出力されるアナログ受信ベースバンド信号は、イメージ周波数の妨害波成分が抑圧されて、希望波成分に対応する差周波信号成分のみを含むものとなる。すなわち、イメージキャンセリングがなされる。

【0035】この様にして得られたアナログ受信ベースバンド信号は、可変減衰器付増幅器23において信号波形が歪まない範囲で増幅されたのち、位相同期回路24に入力される。そして、この移相同期回路24では、ループフィルタ242から上記アナログ受信ベースバンド信号のFM検波信号ASが取り出される。

【0036】なお、上記移相同期回路24のVCO243の発振周波数は、アナログ受信チャンネル周波数と送信チャンネル周波数との差の周波数になる。このため位相同

の動作をさらに詳しく説明する。いま仮に、希望する受信チャンネル角周波数を ω_R 、イメージ角周波数を ω_I 、局部発振角周波数を ω_L とし、さらに受信を希望するFM波の位相を θ_{DFM} 、妨害FM波の位相を θ_{UFM} 、送信チャンネル角周波数を ω_I としたとする。そうすると、アンテナ11から出力される無線搬送波信号Aは、受信を希望する受信チャンネル信号 $\sin (\omega_R t + \theta_{DFM})$ と、それ以外のイメージ妨害波信号 $\sin (\omega_I t + \theta_{UFM})$ との和であるため、

$$A = \sin (\omega_R t + \theta_{DFM}) + \sin (\omega_I t + \theta_{UFM})$$

と表わされる。
【0031】一方、ミキサ15a, 15bに入力される局部発振信号は、 $\sin (\omega_L t)$, $\cos (\omega_L t)$ である。したがって、ミキサ15a, 15bから出力される信号 $A \sin \omega_L t$, $A \cos \omega_L t$ は、

般に $\omega_R + \omega_L$ および $\omega_I + \omega_L$ といった超高周波を通過させる周波数特性を有していない。このため、上記(1)式および(2)式の信号のうち、上記 $\omega_R + \omega_L$ および $\omega_I + \omega_L$ に係わる信号成分は切替スイッチ18a, 18bにより通過が阻止され、この結果切替スイッチ18a, 18bを通過した信号は、

30 1bに通すと、その出力信号は、移相器21aの出力信号の位相を基準にすると、

$$(1)''$$

$$(2)''$$

—(1)''より、

(3)

期回路24では、上記したようにFM検波が行なわれるとともに、この差周波数帯以外の周波数成分が除去されることになる。すなわち、位相同期回路24は狭帯域のチャンネル選択バンドパスフィルタとしても動作することになり、これにより隣接チャンネルの信号や外来雑音などは十分に抑圧される。

【0037】この様に本実施例では、アナログモードが設定されているときには、デジタルモードにおいて $\pi/4$ QPSK変調波を直交復調するために使用しているミキサ16a, 16bに対し、送信チャンネル周波信号LO2を受信局部発振信号LO1として供給して、ミキサ16a, 16bから中間周波信号を出力し、この中間周波信号を移相器21a, 21bで移相したのち減算器22で相互に減算することにより、アナログ受信中間周波信号を得ている。そして、このアナログ受信中間周波信

号を位相同期回路24に供給することによりFM検波された信号を得るようにしている。

【0038】したがって本実施例であれば、従来のように直交復調された受信ベースバンド信号を再変調して一旦中間周波信号にする必要がなく、このため再変調するためのミキサや局部発振器を不要にすることができる。また、アナログ受信中間周波信号を得るための局部発振信号として、送信チャネル周波信号を使用するようにしているので、この点においても新たな局部発振器を設ける必要がない。したがって、従来に比べて受信系の回路構成を簡単小形化することができ、延いては装置のより一層の小形軽量化を実現することができる。

【0039】さらに、アナログモードでは、ミキサ16a、16b、移相器17a、17b、移相器21a、21bおよび減算器22によりイメージキャンセリングミキサが構成され、この回路によりイメージ周波数の妨害波成分は抑圧される。したがって、受信系のイメージ抑圧度を高めることができる。

【0040】なお、ミキサ16a、16bの直交性が崩れると、イメージキャンセリングミキサとしてのイメージ抑圧度は低下する。しかし本実施例では、高周波回路に帯域通過フィルタ13を介挿し、この帯域通過フィルタ13の通過特性を図3に示すように希望受信チャネル周波数帯域 ω_R のみを通過するように設定している。このため、直交性の劣化によりイメージキャンセリングミキサのイメージ抑圧度が低下したとしても、上記帯域通過フィルタ13により十分なイメージ抑圧度を確保することができる。また、帯域通過フィルタ13とイメージキャンセリングミキサとの共同作用により所定のイメージ抑圧度を確保するようにしているので、いずれか一方のみにより同程度のイメージ抑圧度を得る場合に比べて、帯域通過フィルタ13およびイメージキャンセリングミキサの特性を緩和することができ、これにより回路設計等を簡単化することができる。

【0041】さらに本実施例では、FM検波器として位相同期回路24を使用しているので、この位相同期回路24においても隣接チャネルの信号や外来雑音などを抑圧することができる。

【0042】なお、本発明は上記実施例に限定されるものではない。例えば、上記実施例ではイメージキャンセリングミキサの直交性の劣化によるイメージ抑圧度の低下をカバーするために、高周波回路に帯域通過フィルタ13を介挿するようにした。しかし、イメージキャンセリングミキサの直交性を保持でき、これによりイメージキャンセリングミキサのみで十分なイメージ抑圧度を確保できる場合には、図7に示すごとく帯域通過フィルタ13を不要にしてもよい。

【0043】また、前記実施例では局部発振信号LO1を $-\pi/4$ 移相器17aおよび $+\pi/4$ 移相器17bにより移相してそれぞれミキサ16a、16bに供給する

とともに、ミキサ16a、16bから出力された信号をそれぞれ $-\pi/4$ 移相器21aおよび $+\pi/4$ 移相器21bにより移相したのち減算器22で減算するようにした。しかし、例えば図7に示すごとく $-\pi/4$ 移相器17aおよび $+\pi/4$ 移相器17bの代わりに $\pi/2$ 移相器17を設けるとともに、 $-\pi/4$ 移相器21aおよび $+\pi/4$ 移相器21bの代わりに $\pi/2$ 移相器21を設け、ミキサ16aから出力された信号を $\pi/2$ 移相器21で移相した信号と、ミキサ16bから出力された信号とを加算器25に入力して受信ベースバンド信号を得るようにしてもよい。その他、無線通信装置の種類や構成などについても、本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施できる。

【0044】

【発明の効果】以上詳述したように本発明では、無線搬送波と周波数が等しい第1の局部発振信号、および無線搬送波と周波数が所定の中間周波数だけ異なる第2の局部発振信号を選択的に発生する局部発振手段を備えとともに、受信無線搬送波信号を上記局部発振手段から発生された局部発振信号とミキシングして直交変換するための直交変換手段を備え、さらに制御手段を備えている。そして、この制御手段により、ディジタル変復調方式により通信を行なっている状態では、上記局部発振手段から第1の局部発振信号を発生させて上記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段を直交復調器として動作させてディジタル復調ベースバンド信号を発生させ、一方アナログ変復調方式により通信を行なっている状態では、上記局部発振手段から第2の局部発振信号を発生させて上記直交変換手段に供給することにより、この直交変換手段をイメージキャンセリングミキサとして動作させてアナログ受信中間周波信号を発生させるようにしている。

【0045】したがって本発明によれば、受信ベースバンド信号の再変調を不要とし、これにより受信系の回路構成を簡単小形化して装置のより一層の小形軽量化を実現するデュアルモード無線通信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例に係わる無線通信装置の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図2】図1に示した装置の位相同期回路の構成を示す回路ブロック図。

【図3】図1に示した装置の高周波帯域通過フィルタの帯域通過特性を示す周波数特性図。

【図4】図1に示した装置の周波数シンセサイザの構成を示す図。

【図5】図4に示した周波数シンセサイザの送信用VCOおよび受信用VCOの入出力特性を示す図。

【図6】ディジタルモードおよびアナログモードの各々における送受信期間およびこれらの各期間で周波数シン

13

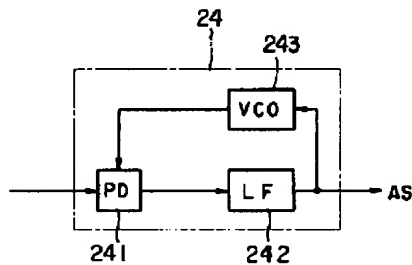
セサイザから発生される局部発振角周波数を示すタイミング図。

【図7】本発明の他の実施例に係わる無線通信装置の受信系の構成を示す回路ブロック図。

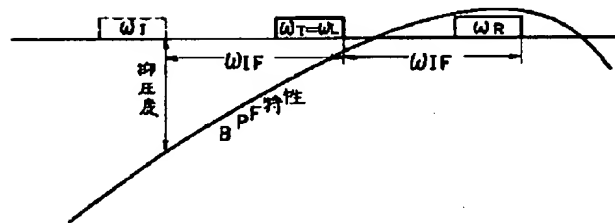
【符号の説明】

11…アンテナ 12…アンテナ共用器
13…高周波帯域通過フィルタ 14…低雑音増幅器
15…可変減衰器 16a, 16b…ミキサ
17, 21… $\pi/2$ 移相器 17a, 21a… $-\pi/4$ 移相器
17b, 21b… $+\pi/4$ 移相器 18a, 18b…切替スイッチ
19a, 19b…可変減衰器付低域通過フィルタ
20…遅延検波器 22…減算器

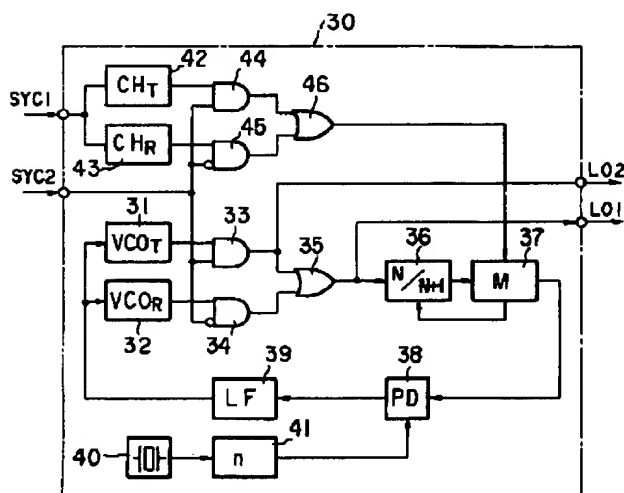
【図2】



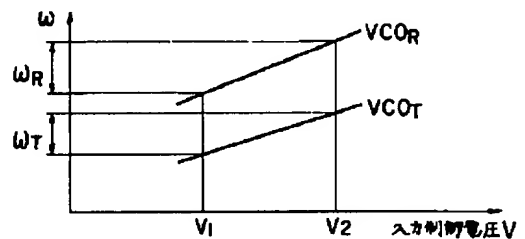
【図3】



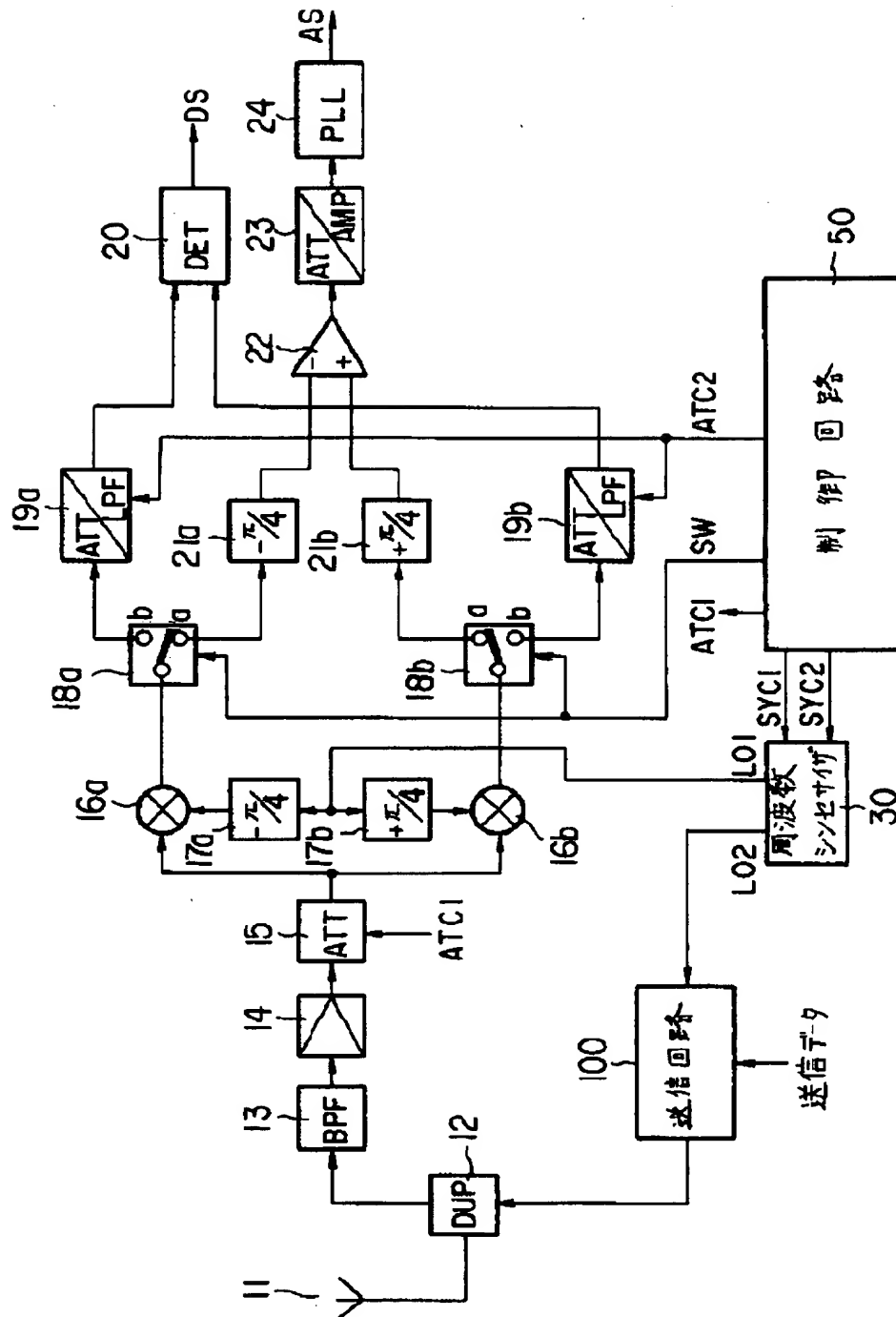
【図4】



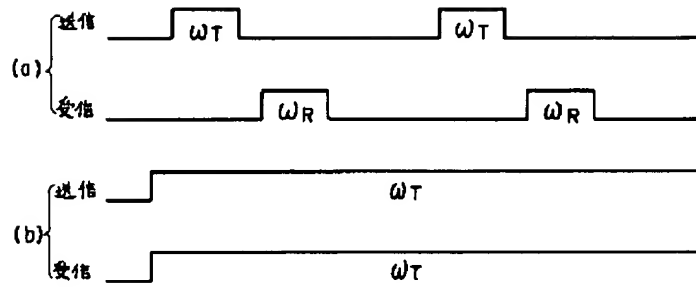
【図5】



【図1】



【図6】



【図7】

